Filière :	Systèmes Électroniques	Durée :	4 heures
Épreuve :	Physique appliquée	Coefficient :	35

SURVEILLANCE INTELLIGENTE DE SERRES AGRICOLES

Présentation du système :

Les serres agricoles représentent un prolongement de la saison pour certaines cultures. En grande partie couverte toute au long de l'année, les cultures peuvent rapidement souffrir de certains paramètres environnementaux : température, humidité, prolifération des maladies...

Les nouvelles technologies représentent une réelle opportunité pour que la transformation numérique profite également au secteur de l'agriculture.

Figure 1 : Image d'une serre agricole

La technologie Internet des objets **(IoT : Internet of Things)** est utilisée au sein des serres afin d'améliorer leur exploitation et leur rendement.

Plutôt que de passer beaucoup de temps à se déplacer pour réaliser des relevés sur site, l'**IoT** offrira une surveillance automatique et distante de la serre.

L'agriculteur va pouvoir positionner des capteurs sans fil à différents endroits de sa serre (intérieur, extérieur). Ces différents capteurs permettent de mesurer la température, l'humidité, la luminosité…

Vu l'étendue des surfaces exploitées, et la non-disponibilité du réseau électrique partout dans la serre. La technologie **LoRaWAN** est la mieux adaptée car elle offre une grande portée de communication (environ 10 Km) et une faible consommation d'énergie. L'architecture d'un réseau **LoRaWAN** est donnée à la **figure 2.**

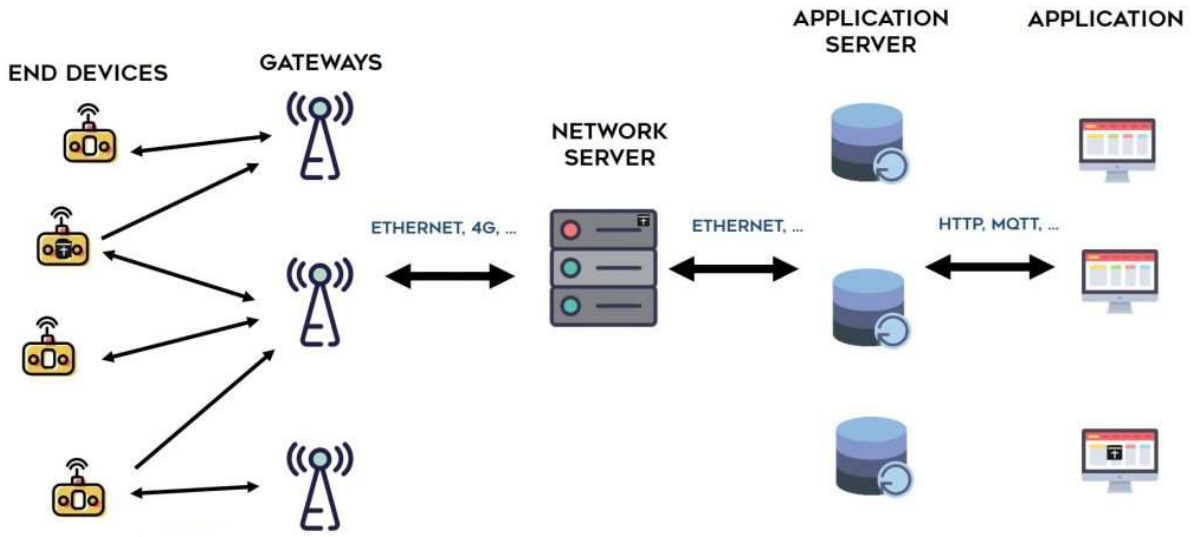


Figure 2 : Architecture d'un réseau LoRaWAN

Les données transmises ou reçues par les Objets (appelés ici Devices, également désignés par les termes End Devices) à destination ou en provenance du serveur de réseau (Network Server) transitent via une passerelle (Gateway).

La transmission des données entre les Objets et la passerelle s'effectue par voie hertzienne selon la technologie radio propriétaire **LoRa** (Long Range), alors que les informations transitant entre la passerelle et le serveur de réseau peuvent emprunter n'importe quel support de communication : Ethernet, WiFi ou mobiles (3G/4G).

La communication entre les capteurs et le modulateur LoRa s'effectue selon le principe du schéma synoptique suivant **Figure 3** :

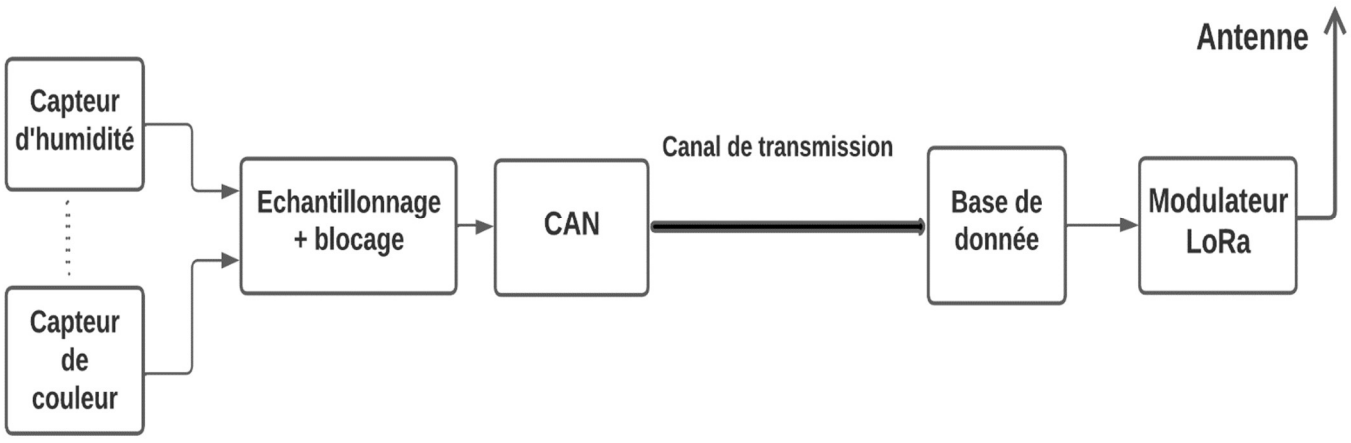


Figure 3 : Schéma synoptique du système

Partie 1 : Acquisition et conditionnement des grandeurs physiques

1- Acquisition de l'humidité de l'air ambiant :

• Principe de mesure de l'humidité :

La mesure de l'humidité est très importante dans le domaine de l'agriculture. Cette mesure permet l'optimisation de l'irrigation.

L'humidité relative de l'air s'exprime en pourcentage. Un air saturé en vapeur d'eau a une humidité relative de 100 % ; un air très sec, a une humidité de 10 à 20 %.

• Etude du capteur d'humidité HS1101 :

Les hygromètres électroniques à cellule capacitive sont basés sur la modification de la valeur d'un condensateur en fonction de l'humidité. Plus précisément, c'est le diélectrique du condensateur qui est sensible à l'humidité relative de l'air ambiant.

Le capteur HS1101 est un capteur d'humidité capacitif. L'humidité est donnée en %.

En utilisant le document constructeur du capteur **HS1101** fourni en **Annexe 1** :

Q1. Relever la valeur de la capacité nominale typique quand la valeur de l'humidité est de 55% à la température de 25° et relever la valeur de la tension d'alimentation typique.

Q2. Indiquer sur la courbe **C=f(RH)** du document réponse **DR1,** les points d'humidité **RH** : **20%** , **50%** , **90%** et relever les valeurs des capacités **C** correspondantes.

Q3. En utilisant la relation qui lie la capacité (en pF) à l'humidité (en %) donnée en **Annexe1,** Calculer la valeur de la capacité pour la valeur de l'humidité **RH** = **50%**. Comparer le résultat avec la question **Q2**.

Ce capteur **HS1101** dont la capacité est en fonction de l'humidité est inséré dans un montage astable monté autour du circuit intégré **NE555**. La variation de la capacité (donc de l'humidité) entraine la variation de la fréquence du signal rectangulaire à la sortie du **NE555**.

Q4. A partir du schéma de l'astable du document constructeur fourni en **Annexe 1**, compléter le schéma du montage du document réponse **DR1**. Le circuit **NE555** est alimenté avec **Vcc** (Broche 8) et **GND** (Broche 1)

La forme du signal **Uc(t)** aux bornes du condensateur est donnée à la **Figure 4**

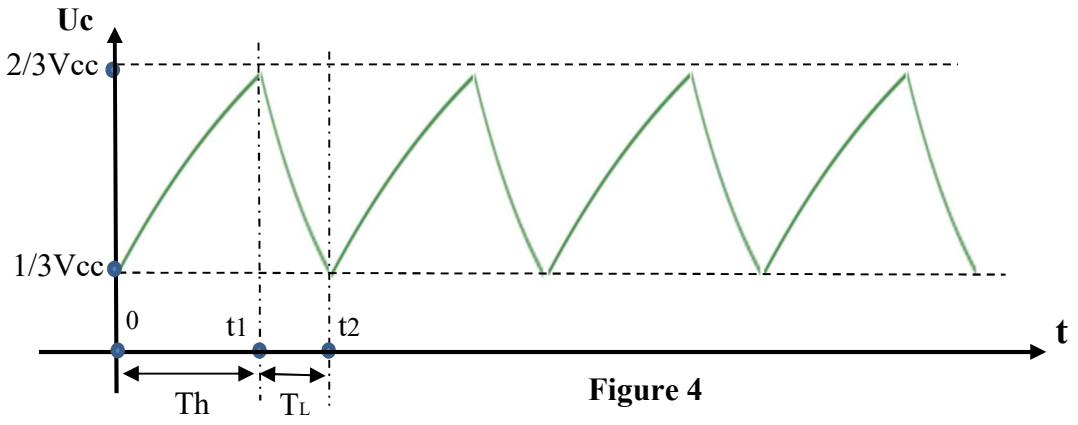


Figure 4

Avec : Th : Temps de charge du condensateur et **TL** : Temps de décharge du condensateur

Q5. Tracer la forme du signal **Vs(t)** à la sortie du **NE555**, sur le document réponse **DR2**.

On désire calculer la fréquence du signal de sortie du NE555 en fonction de la capacité du capteur.

Q6. Calcul de Th : Pour **0 < t < t1**, On donne l'équation de charge du condensateur :

$$Uc(t) = Vcc.(1 - \frac{2}{3}.e^{\frac{-t}{\tau 1}})$$

a- Donner l'expression de la constante de temps **τ1** de la Charge du condensateur.

b- Quelle est la valeur de **Uc** quand t=**t1 ,** Donner alors l'expression de **Th=t1.**

Q7. Calcul de T_L : Pour **t1 < t < t2**, On donne l'équation de décharge du condensateur :

$$Uc(t) = \frac{2}{3}.Vcc.e^{\frac{-(t-t1)}{\tau 2}}$$

a- Donner l'expression de la constante de temps **τ2** de la décharge du condensateur.

b- Quelle est la valeur de **Uc** quand t=**t2 ,** Donner alors l'expression de **TL=t2-t1.**

Q8. Calculer la période **T** et la fréquence **f** du signal **Vs** si la valeur de l'humidité RH=55%

AN : C=180 pF , R2=500 KΩ et R4=47 KΩ.

2- Etude du capteur de couleur :

La détermination de la couleur des légumes et fruits est très importante, afin de décider de la période de la cueillette. Pour ce capteur on s'intéresse à la détection de la couleur rouge (tomate, fraise…).

- **Principe de détection de la couleur rouge :**

La lumière d'une Led rouge de grande intensité est appliquée sur le fruit, Le rayon réfléchi est capté par une photorésistance (LDR) (**Figure 5**). Si la couleur du fruit est rouge, alors la photorésistance capte une forte lumière réfléchie et sa résistance diminue. Si la couleur du fruit n'est pas rouge, alors la photorésistance capte une faible lumière réfléchie et sa résistance augmente.

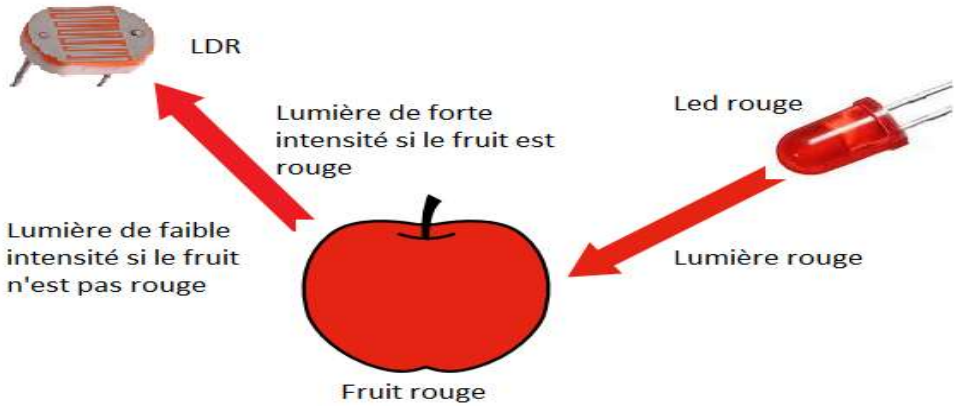


Figure 5

La variation de la résistance de la LDR en fonction de la lumière est faible. Pour cela on place cette LDR dans un amplificateur d'instrumentation comme indiqué sur la **figure 6**. Les AOP sont supposés parfaits.

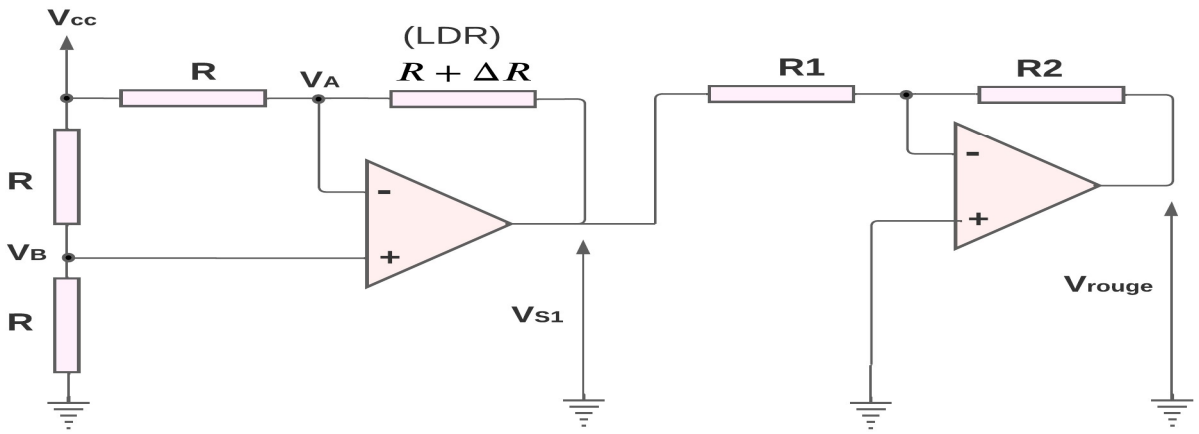


Figure 6

Q9. Calculer l'expression de la tension V_B en fonction de **Vcc**.

Q10. Calculer l'expression de la tension V_A en fonction de **Vcc**, **R** , **ΔR et Vs1**. En déduire l'expression de la tension V_{S1} en fonction de **Vcc**, **R** et **ΔR**.

Q11. Calculer l'expression de la tension V_{rouge} en fonction de **Vcc**, **R**, **ΔR**, **R1 et R2** .

Partie 2 : Quantification et codage des signaux

1 - Convertisseur par intégration

Le signale V_{rouge} est par la suite échantillonné et quantifié, par un CAN à double rampe. Son principe de fonctionnement repose sur le décompte du temps écoulé lors de la charge d'une capacité. La **Figure** 7 donne l'architecture d'un tel convertisseur.

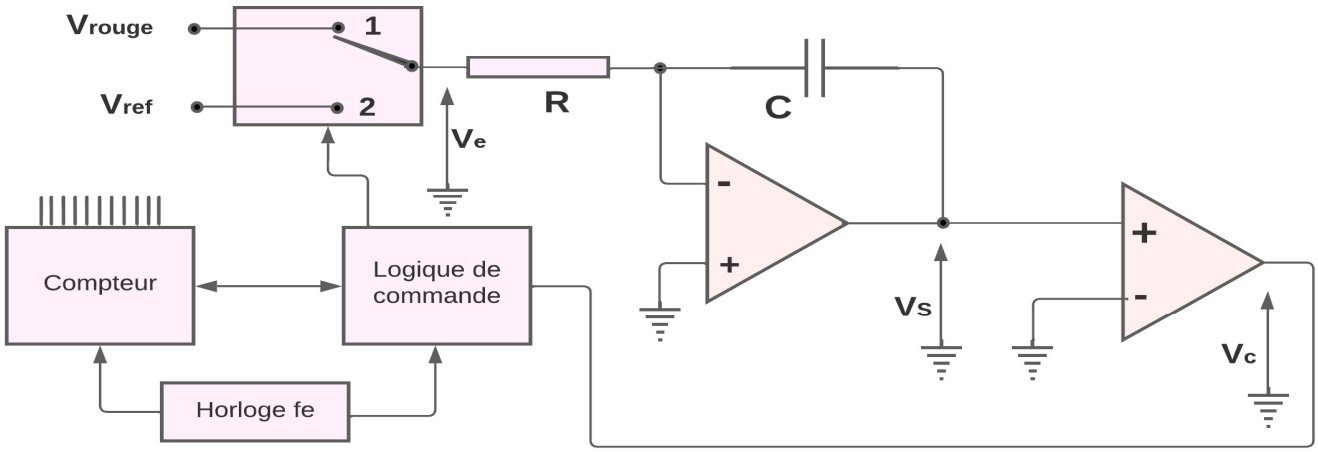


Figure 7

On suppose que la tension V_{rouge} est continue et supérieure à 0.

On donne : V_{ref} = -5V ; **R**= 1kΩ ; **C** = 1 µF ; **fe**= 1 Mhz.

L'AOP est supposé parfait et alimenté entre **+Vcc= 5 v** et **–Vcc = -5 v**.

A l'instant **t=0**, le condensateur est déchargé (**Uc=0**) et on suppose que Ve = 0. La logique de commande déclenche le compteur et place le commutateur en position **1** qui reste dans cette position pendant un temps constant près-programmé t_1**= 1ms**.

Q12. Que vaut la valeur de Ve(t) ? Déterminer l'expression de **Vs(t)** en fonction de **Vrouge**, **R** et **C**.

Q13. Complétez sur le document réponse **DR2** l'allure de **Ve(t)**, **Vs(t)** et **Vc(t)** pour **0 <t< t_1**.
En déduire l'expression de **Vs(t_1).**

Le compteur est piloté par une horloge de fréquence **fe** = 1Mhz. A l'instant **t_1** il renvoie sa valeur **N1** à la logique de commande qui la mémorise.

Q14. Exprimer **t_1** en fonction de **N1** et **fe**, puis calculer la valeur de **N1**.

En déduire l'expression de **Vs(t1)** en fonction de **V_{rouge} , R , C , fe et N1**.

Après avoir mémorisé la valeur du compteur, la logique de commande bascule le commutateur en position **2** et remet le compteur à zéro.

Q15. Quelle est la valeur de la tension **Ve(t)** ? Montrer que l'expression de **Vs(t)** pour **t> t_1** est**:**

$$\mathrm{Vs(t)} = \mathrm{Vs(t1)} - \frac{Ve}{\mathrm{RC}}.t$$

Q16. Sure le document réponse **DR2**, représenter l'allure de **Ve(t)**, **Vs(t)** et **Vc(t)** pour **t> t_1**. On note **t_2** l'instant où le condensateur est complètement déchargé. (**Vs(t_2)** = 0).

Q17. Lorsque la logique de commande détecte **Vc(t)** = +Vcc, elle bloque le compteur et récupère sa valeur **N**. Exprimer **t_2** en fonction de **N** et **fe**, puis **Vs(t_1)** en fonction de **N**.

Q18. Montrez que **Vrouge** s'exprime en fonction de **V_{ref} , N** et **N1**.
Application numérique : Si **Vrouge**= 2 V, quelle est la valeur de **N** ?

2 - Codage en bande de base

Afin d'adapter le signal quantifié au canal de transmission pour pouvoir le stocker dans la base de données, on convertit les données binaires en signaux électriques compatibles au codage **NRZ** bipolaire.

Q19. Compléter sur le document réponse **DR3** le signal **NRZ** de la suite binaire : **110010100001111100**
(On rappelle que le bit 0 est représenté par une tension négative).

Sachant que le débit binaire est de : **8** kbit/s

Q20. Calculer la valeur de la durée d'un bit **T_b**, puis tracer sur le document réponse **DR3** l'allure du graphe du module de la densité spectacle de puissance du code **NRZ** suivant :

$$S_{NRZ}(f) = V^2.T_b.\left(\frac{\sin(\pi f T_b)}{\pi f T_b}\right)^2$$

Q21 En déduire la bande passante **B** du code **NRZ** en se limitant au lobe principal.

Partie 3 : Transmission sur onde porteuse :

1- Modulation LoRa :

L'information numérisée image du signal V_{rouge} issu du capteur de couleur est par la suite transmise sur onde porteuse par modulation de fréquence de type **LoRa**.

Ce type de modulation permet de transmettre **8 bits** par symbole (**Figure 8 et 9**), son principe consiste à élaborer, pendant la durée de transmission **Ts** de chaque symbole, un signal sinusoïdal **su(t)** appelé **UPCHIRP** de fréquence **fu** qui varie linéairement de **fmin=fc- ΔF** à **fmax= fc+ ΔF** autour de la fréquence porteuse **fc**.

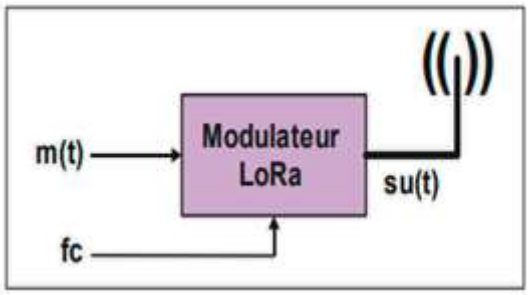


Figure 8

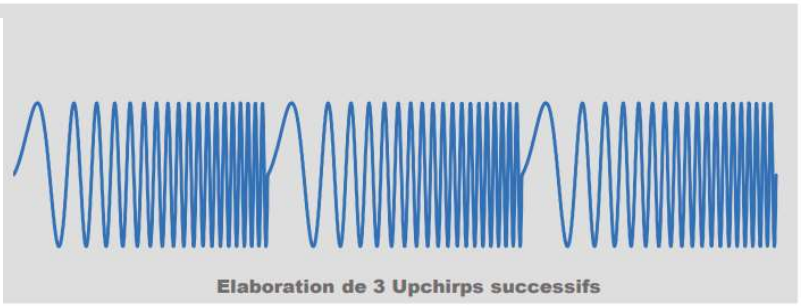


Figure 9

Dans les chronogrammes ci-dessous les symboles de valeur **n** à transmettre sont codés sur **8 bits** (0 à 255), ils sont transmis avec une vitesse de modulation R= **1** KBauds.

La **Figure 10** représente le message **m(t)** constitué des 8 symboles successifs 0, 0, 64, 128, 192, 128, 0 et 192.

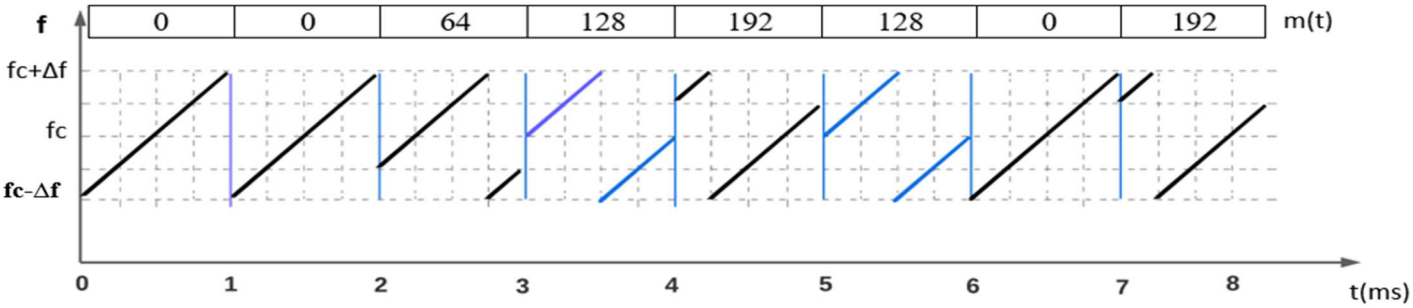


Figure 10

Q22. Trouver le débit binaire **D** correspondant à cette transmission.

On propose ci-dessous la représentation de la fréquence **fu** du signal modulé **su(t)** en fonction du temps, correspondant à la transmission d'un **symbole** de valeur **n** quelconque. Voir **Figure 11** :

On note :

- **fu(t) :** la fréquence de l'upchirp **su(t)** au cours du temps.
- **ΔF :** l'excursion de fréquence de l'upchirp.
- **Fx :** la fréquence à laquelle commence l'upchirp (instant t=0).
- **Ts :** la durée de transmission d'un symbole.
- **Tx :** l'instant où l'upchirp présente une discontinuité de fréquence.

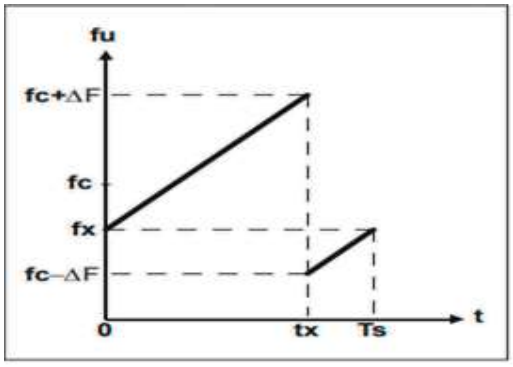


Figure 11

Q23. À partir des **Figures 10 et 11**, Compléter le tableau du document réponse **DR3** avec les valeurs de :

- **fx** en fonction de **Fc** et **ΔF,**
- **tx** en fonction de **Ts** pour les différentes valeurs du symbole **n**.

Q24. Déterminer les expressions de **fx** et **tx** en utilisant les équations suivantes pour les valeurs de n : 0, 64, 128, 192. Comparer avec les résultats de **Q23**.

$$\mathbf{fx} = \mathbf{fc} - \frac{\mathbf{128-n}}{\mathbf{128}}.\mathbf{\Delta F} \qquad \text{et} \qquad \mathbf{tx} = \frac{\mathbf{256-n}}{\mathbf{256}}.\mathbf{Ts}$$

On désigne par **fu1(t)** l'évolution de la fréquence dans l'intervalle [**0** ; **tx**[et **fu2(t)** l'évolution de la fréquence dans l'intervalle]**tx** ; **Ts**]. Voir **Figure 11.**

Q25. Montrer que les fonctions **fu1(t)** et **fu2(t)** ont pour expression :

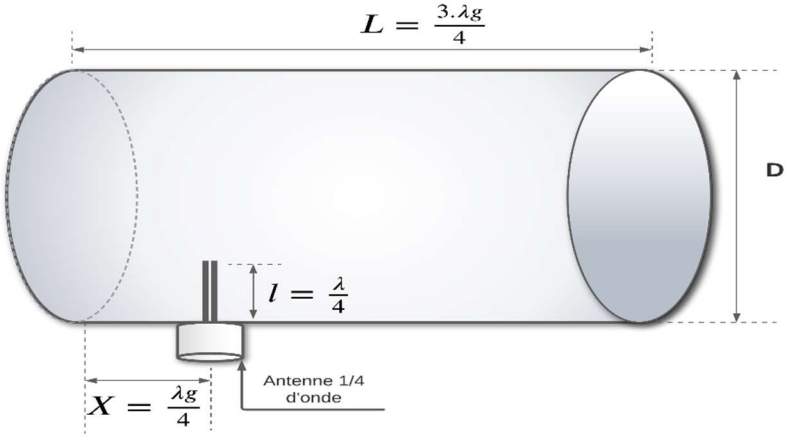
$$\mathbf{fu1(t)} = \mathbf{2}.\frac{\mathbf{\Delta F}}{\mathbf{Ts}}.\mathbf{t} + \mathbf{fc} - \frac{\mathbf{128-n}}{\mathbf{128}}.\mathbf{\Delta F} \qquad \textbf{et} \qquad \mathbf{fu2(t)} = \mathbf{2}.\frac{\mathbf{\Delta F}}{\mathbf{Ts}}.\mathbf{t} + \mathbf{fc} - \frac{\mathbf{384-n}}{\mathbf{128}}.\mathbf{\Delta F}$$

2 – Transmission avec antenne ¼ d'onde :

Les signaux générés par le modulateur **LoRa** sont transmis par liaison hertzienne au poste de supervision. Pour augmenter la portée de la transmission, on désire augmenter le gain de l'antenne **¼** d'onde. Pour cela on insère cette antenne dans un guide d'onde qui permet de passer d'un gain d'environ 2 dBi à un gain d'environ 9 à 10 dBi.

Le guide d'onde est un métal de forme cylindrique. Le but est de calculer les dimensions de ce cylindre.

Figure 12



Q26. Donner la relation entre la longueur d'onde **λ** , la vitesse de la lumière **c** et la fréquence **f**.

AN : Calculer la valeur de **λ** pour **f = 2,4** Ghz et **$c=3.10^8$** m/s**.**

Q27. Le guide circulaire a une longueur d'onde de coupure **$\lambda c = 1{,}706.D$** (D: Diamètre du cylindre)

Calculer la valeur de **λc** pour un diamètre du cylindre **D** = **12** cm.

Q28. La longueur d'onde dans le guide **λg** est plus longue que dans l'air : $\frac{1}{\lambda g^2} = \frac{1}{\lambda^2} - \frac{1}{\lambda c^2}$

Calculer la valeur de **λg**.

A partir du schéma de la **figure 12** :

Q29. Calculer la valeur de la longueur du cylindre **L**.

Q30. Calculer la valeur de la position **X** et la longueur **l** du brin vertical de l'antenne ¼ d'onde.

3 - Démodulation LoRa par multiplication par des Upchirps

Le principe de la démodulation LoRa consiste à multiplier le signal modulé **su(t)** reçu par un signal **ref(t)** constitué d'upchirps toujours identiques, puis procéder à une opération de filtrage du signal **s(t)** de façon à isoler les composantes spectrales significatives du symbole **m(t)** transmis. Voir **Figure 13.**

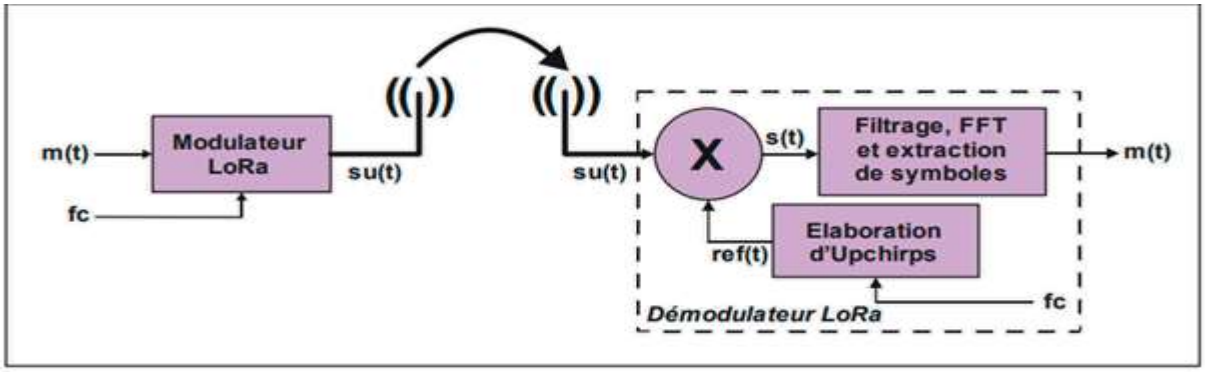


Figure 13

On donne sur la **Figure 14** l'évolution temporelle de la fréquence **fref** du signal **ref(t)** en fonction du temps.

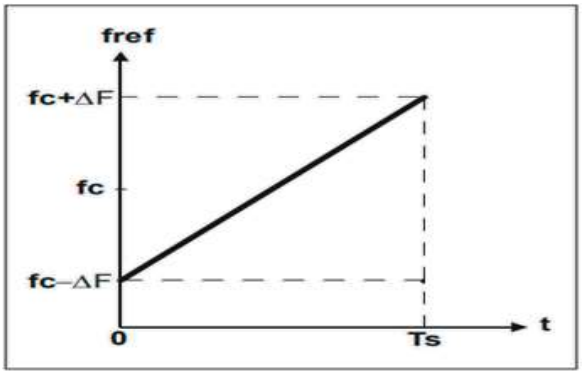


Figure 14

Q31. Exprimer la fréquence $\mathbf{f_{ref(t)}}$ en fonction de **fc**, **Δf** et **Ts**.

Les signaux **su(t)** et **ref(t)** ont pour expression : **Su(t)= E.cos(2.π.fu.t)** et **ref(t)= E.cos(2.π. f_{ref}.t)**

Q32. Donner l'expression du signal **s(t)** à la sortie du multiplieur qui a un facteur de multiplication de **1**.

On rappelle que : $\cos(a).\cos(b) = \frac{\cos(a+b) + \cos(a-b)}{2}$

On se limite à l'étude de cas lorsque : $\mathbf{0 < t < tx}$ $\left(\mathbf{fu(t)} = \mathbf{fu1(t)} = \mathbf{2}.\frac{\Delta F}{Ts}.t + fc - \frac{128-n}{128}.\Delta F\right)$

Q33. Montrer que **s(t)** s'exprime par :

$$s(t) = \frac{E^2}{2}.\left[cos\left(2.\pi.\frac{n}{128}.\Delta F.t\right) + cos\left(2.\pi.\left(4.\frac{\Delta F}{Ts}.t + 2.fc - \frac{256-n}{128}.\Delta F\right).t\right)\right]$$

Les composantes spectrales du signal **s(t)** sont représentées sur la **Figure 15** :

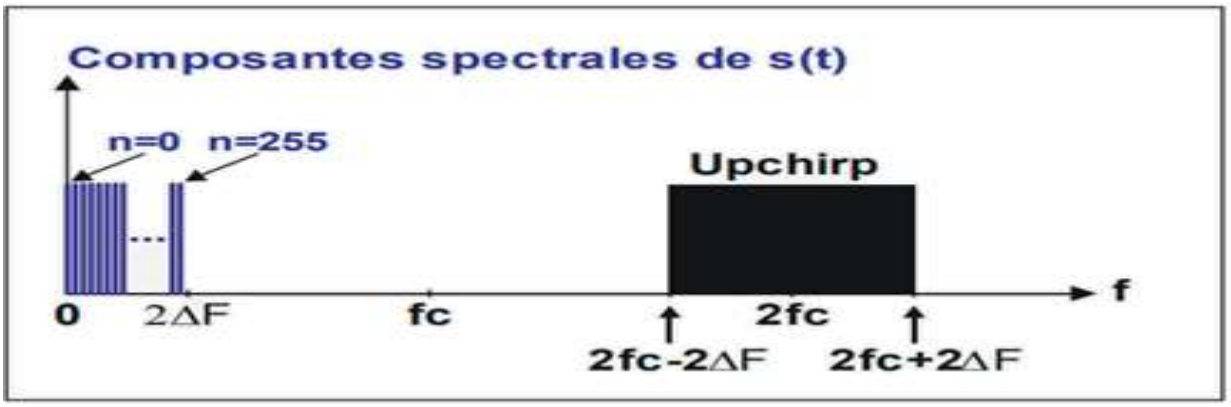


Figure 15

Q34. Proposer le type de filtre qui permet d'extraire le message **m(t)** et estimer une valeur de sa bande passante **B**. Donner Alors l'expression du signal **s(t)** après filtrage.

Partie 4 : Filtrage numérique :

Afin de traiter le bruit ajouté au cours de la transmission, on souhaite concevoir un filtre numérique passe bas. La fonction de transfert du filtre analogique choisi est :

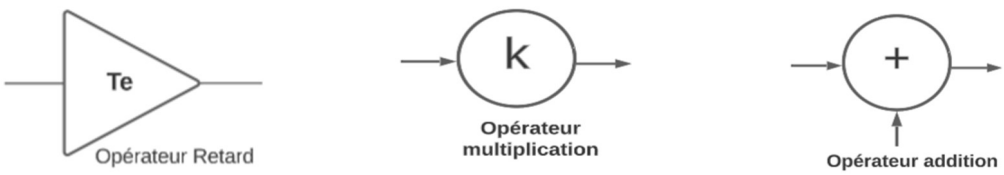
$$H(p) = \frac{S(p)}{e(p)} = \frac{1}{p+100}$$

Q35. Ce filtre analogique est-il stable ? Donne l'expression de la réponse impulsionnelle **S(t)**. Voir **Annexe 2**. La fréquence d'échantillonnage est fixée à **Fe**= 1 kHz.

Q36. Déterminer la fonction de transfert du filtre numérique équivalent au filtre analogique par la méthode de l'identification impulsionnelle. **Voir Annexe 2**

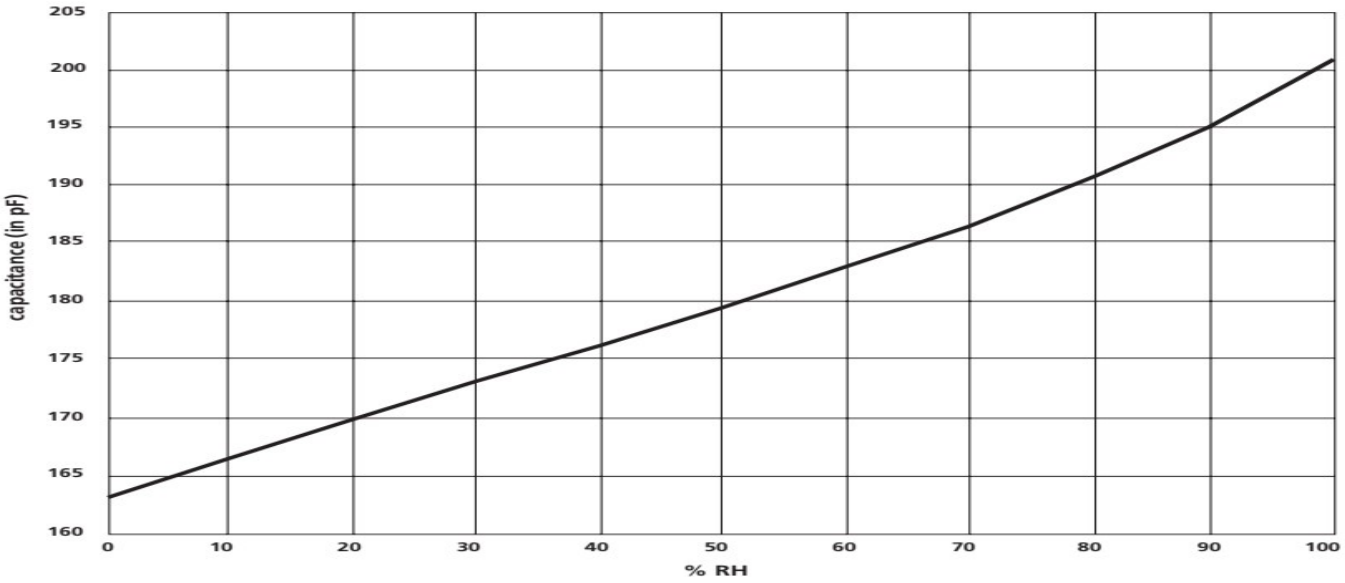
Q37. Le filtre numérique est-il stable ? Justifier

Q38. Donner l'équation de récurrence du filtre numérique synthétisé et tracer sa structure en utilisant les blocs élémentaires suivants :



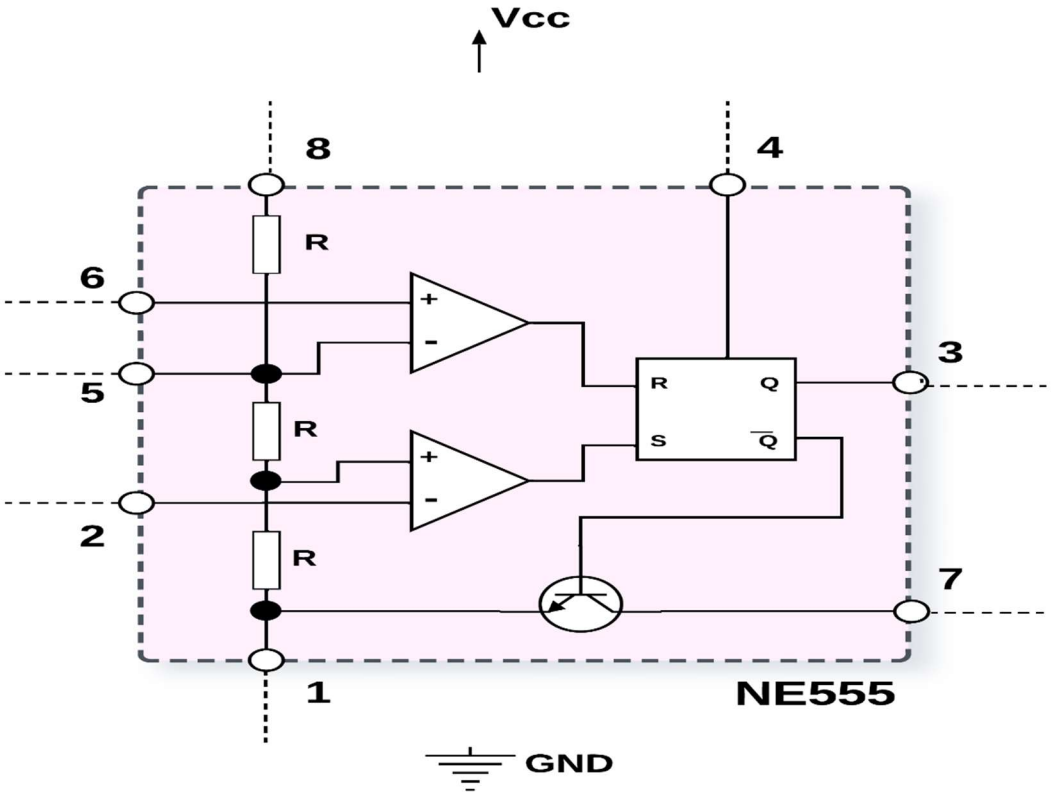
Document réponse DR1

Q2. *Typical response curve of HS 1100/HS 1101 in humidity*



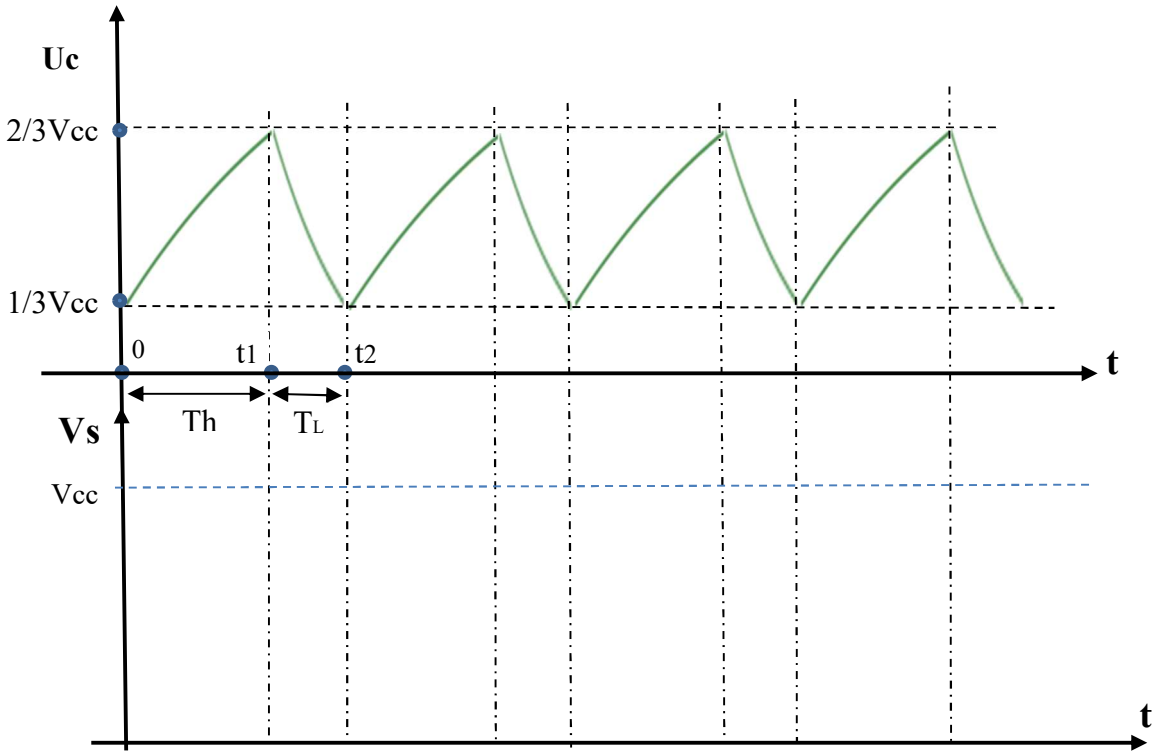
C(20%)=	C(50%)=	C(90%)=

Q4.

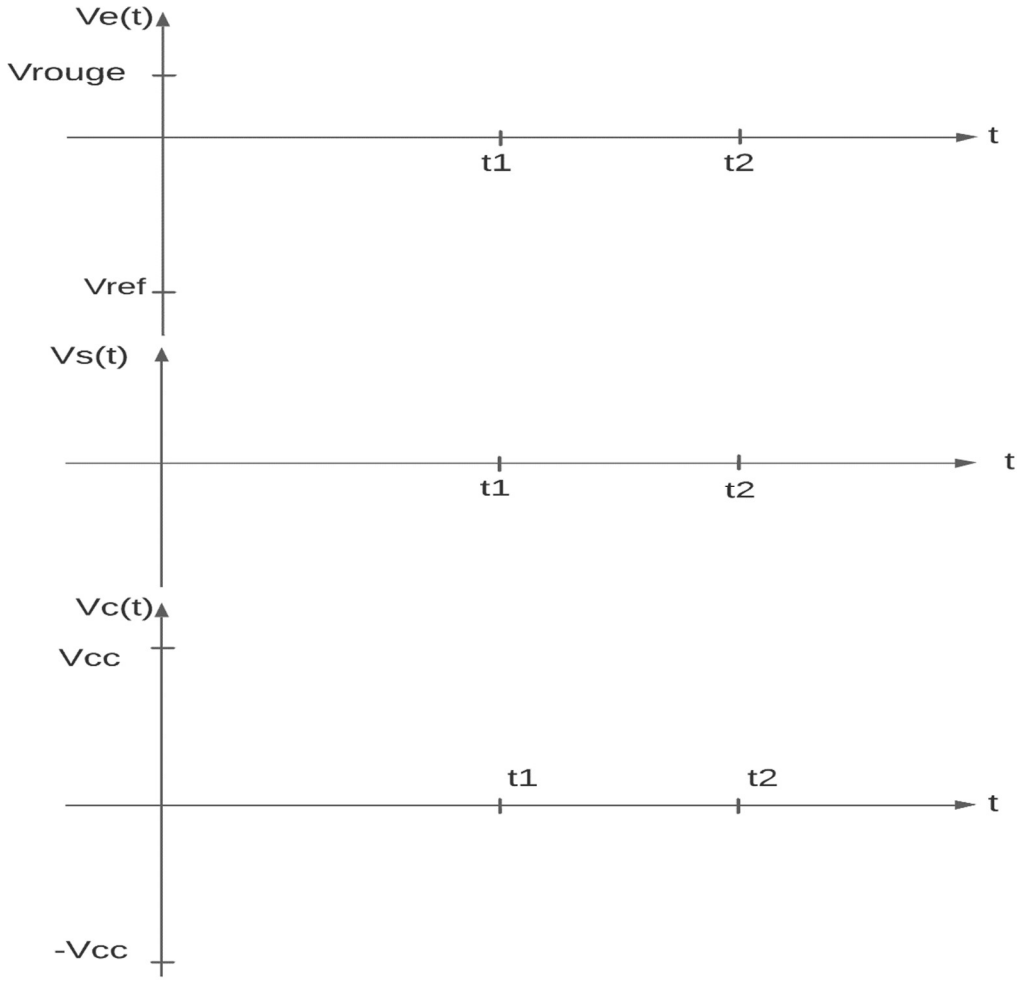


Document réponse DR2

Q5.

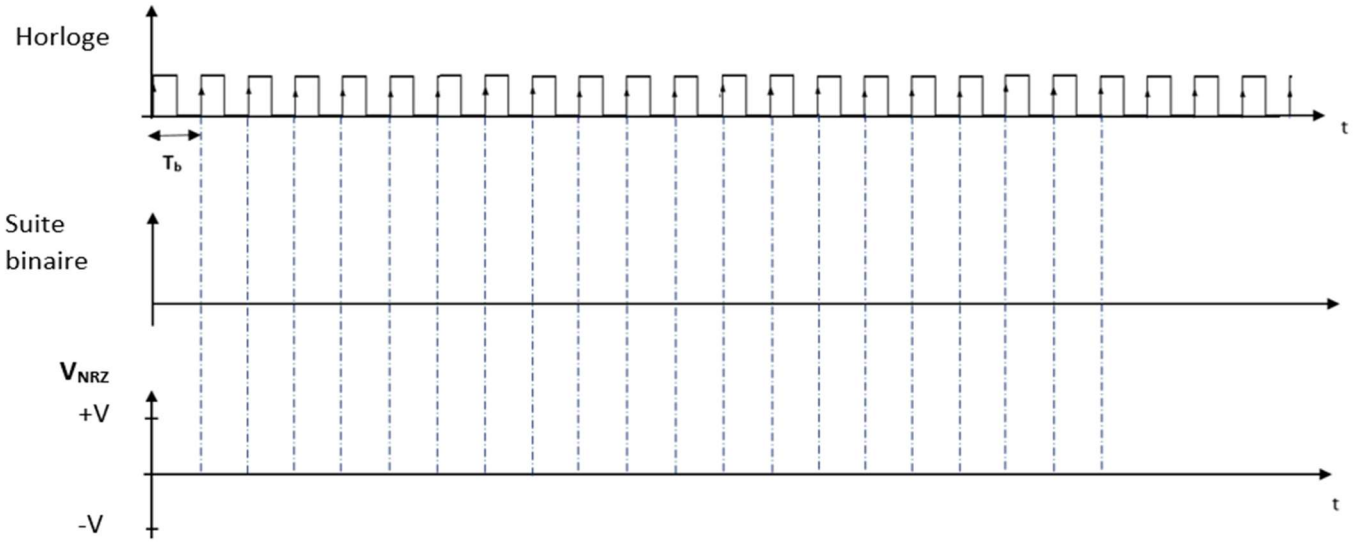


Q13 et Q16

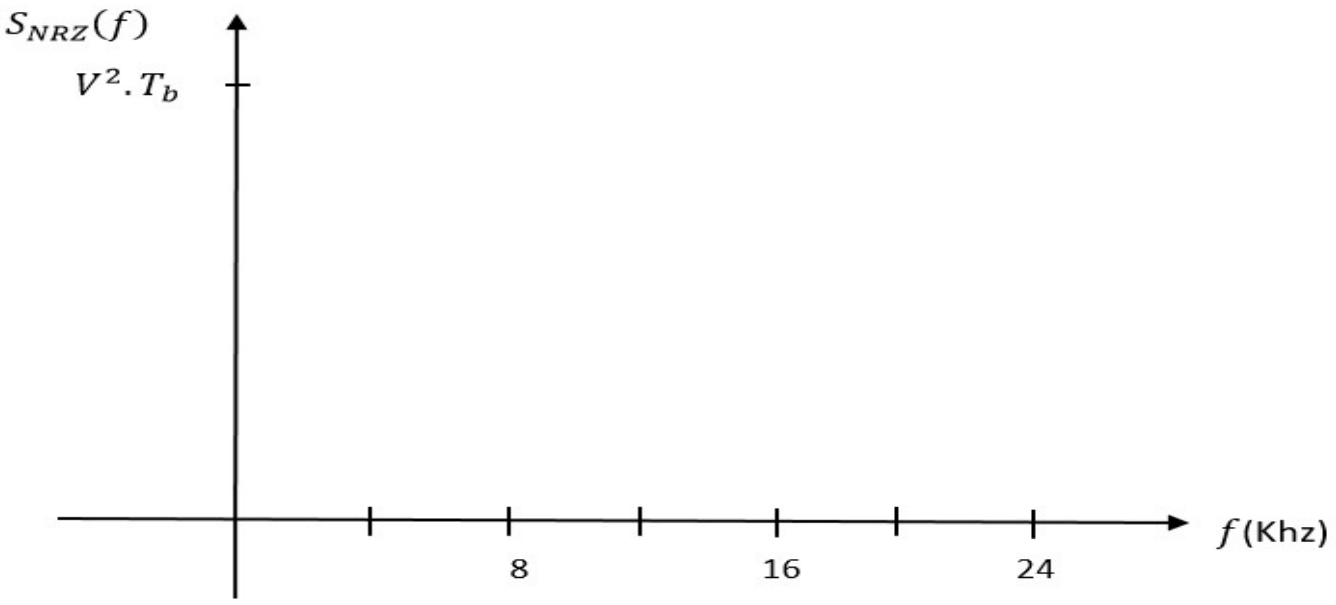


Document réponse DR3

Q19.



Q20



Q23

Symbole **n**	Valeur de **fx**	Valeur de **tx**
0		
64		
128		
192		

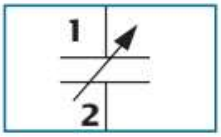
Annexe 1

HUMIREL

TECHNICAL 1 DATA

RELATIVE HUMIDITY SENSOR — HS 1100 / HS 1101

*Based on a unique capacitive cell, these relative humidity sensors are designed for high volume, cost sensitive applications such as **office automation, automotive cabin air control, home appliances, and industrial process control systems**. They are also useful in all applications where humidity compensation is needed.*



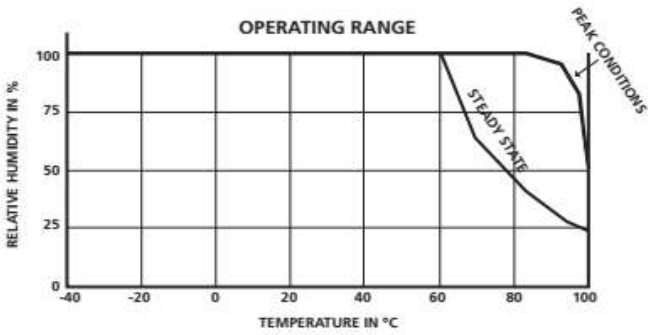
FEATURES

- **Full interchangeability** with no calibration required in standard conditions
- **Instantaneous desaturation** after long periods in saturation phase
- Compatible with automatized assembly processes, **including wave soldering, reflow and water immersion** (1)
- High reliability and long term stability
- Patented solid polymer structure
- Suitable for linear voltage or frequency output circuitry
- Fast response time
- Individual marking for compliance to stringent traceability requirements

(1) soldering temperature profiles available on request

MAXIMUM RATINGS (Ta= 25°C unless otherwise noted)

Ratings	Symbol	Value	Unit
Operating Temperature	Ta	-40 to 100	°C
Storage Temperature	Tstg	-40 to 125	°C
Supply Voltage	Vs	10	Vac
Humidity Operating Range	RH	0 to 100	% RH
Soldering @ T = 260°C	t	10	s



CHARACTERISTICS

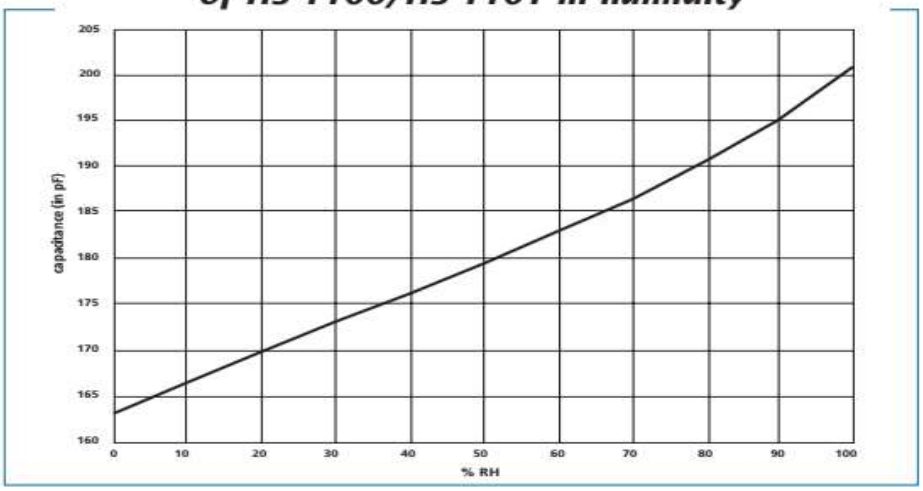
(Ta = 25°C, measurement frequency @ 10kHz unless otherwise noted)

Characteristics	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit.
Humidity measuring range	RH	1		99	%
Supply voltage	Vs		5	10	V
Nominal capacitance @ 55% RH*	C	177	180	183	pF
Temperature coefficient	Tcc		0.04		pF/°C
Averaged Sensitivity from 33% to 75% RH	ΔC/%RH		0.34		pF/%RH
Leakage current (Vcc = 5 Volts)	Ix		1		nA
Recovery time after 150 hours of condensation	tr		10		s
Humidity Hysteresis			+/-1.5		%
Long term stability			0.5		%RH/yr
Response time (33 to 76 % RH, still air @ 63%)	ta		5		s
Deviation to typical response curve (10% to 90% RH)			+/-2		% RH

** Tighter specification available on request*

CHARACTERISTICS (CONT'D)

Typical response curve of HS 1100/HS 1101 in humidity



Calibration data are traceable to NIST standards through CETIAT laboratory.

Measurement frequency : 10kHz
Ta = 25°C

Polynomial response $C(pF)=C(55\%).(1.25.10^{-7}.RH^3 - 1.36.10^{-5}.RH^2 + 2.19.10^{-3}.RH + 9.10^{-1})$

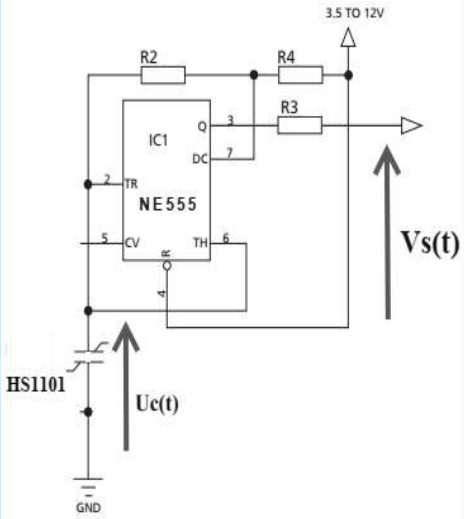
RH in % RH

Measurement frequency influence

In this data sheet, all capacitance measurements are @ 10kHz. However, the sensor can operate without restriction from 5kHz to 100kHz. To calculate the influence of frequency on capacitance measurements :

$$C@fkHz=C@10kHz(1.027-0.01185Ln(fkHz))$$

FREQUENCY OUTPUT CIRCUITS



BILL OF MATERIAL AVAILABLE ON REQUEST

COMMENTS

This circuit is the typical astable design for 555. The HS1100/HS1101, used as variable capacitor, is connected to the TRIG and THRES pin. Pin 7 is used as a short circuit pin for resistor R4.
The HS1100/HS1101 equivalent capacitor is charged through R2 and R4 to the threshold voltage (approximately 0.67Vcc) and discharged through R2 only to the trigger level (approximately 0.33Vcc) since R4 is shorten to ground by pin 7.
Since the charge and discharge of the sensor run through different resistors, R2 and R4, the duty cycle is determined by :

$$t_{high} = C@\%RH*(R2+R4)*ln2$$
$$t_{low} = C@\%RH*R2*ln2$$
$$F = 1/(t_{high}+t_{low}) = 1/(C@\%RH*(R4+2*R2)*ln2)$$
$$Output\ duty\ cycle = t_{high}*F = R2/(R4+2*R2)$$

To provide an output duty cycle close to 50%, R4 should be very low compared to R2 but never under a minimum value.
Resistor R3 is a short circuit protection. 555 must be a CMOS version.

REMARK

R1 unbalances the internal temperature compensation scheme of the 555 in order to introduce a temperature coefficient that matches the HS1100/HS1101 temperature coefficient. In all cases, R1 should be a 1% resistor with a maximum of 100ppm coefficient temperature like all other R-C timer resistors. Since 555 internal temperature compensation changes from one trademark to one other, R1 value should be adapted to the specific chip. To keep the nominal frequency of 6660Hz at 55%RH, R2 also needs slight adjustment as shown in the table.

555 Type	R1	R2
TLC555 (Texas)	909kΩ	576kΩ
TS555 (STM)	100nF capacitor	523kΩ
7555 (Harris)	1732kΩ	549kΩ
LMC555 (National)	1238kΩ	562kΩ

Annexe 2

Table de la transformée en Z et de Laplace

$f(t)$	$F(p)$	$F(z)$
$\delta(t)$	1	1
$U(t)$	$\frac{1}{p}$	$\frac{z}{z-1}$
$a.t$	$\frac{a}{p^2}$	$\frac{a.Te.z}{(z-1)^2}$
e^{-at}	$\frac{1}{p+a}$	$\frac{z}{z-e^{-aTe}}$
$1-e^{-at}$	$\frac{a}{p(p+a)}$	$\frac{z(1-e^{-aTe})}{(z-1)(z-e^{-aTe})}$
$e^{-at}\cos(bt)$	$\frac{p+a}{(p+a)^2+b^2}$	$\frac{z(z-e^{-aTe}\cos bTe)}{z^2-2ze^{-aTe}\cos bTe+e^{-2aTe}}$
$e^{-at}\sin(bt)$	$\frac{b}{(p+a)^2+b^2}$	$\frac{ze^{-aTe}\sin bTe}{z^2-2ze^{-aTe}\cos bTe+e^{-2aTe}}$

Te : est la période d'échantillonnage

Barème / 40 points

Q1	1pt	Q11	1pt	Q21	1pt	Q31	1pt
Q2	1pt	Q12	1pt	Q22	1pt	Q32	1pt
Q3	1pt	Q13	1pt	Q23	1pt	Q33	1pt
Q4	1pt	Q14	1pt	Q24	1pt	Q34	1pt
Q5	1pt	Q15	1pt	Q25	1pt	Q35	1pt
Q6	1,5 pt	Q16	1pt	Q26	1pt	Q36	1pt
Q7	1,5 pt	Q17	1pt	Q27	1pt	Q37	1pt
Q8	1pt	Q18	1pt	Q28	1pt	Q38	1pt
Q9	1pt	Q19	1pt	Q29	1pt		
Q10	1,5pt	Q20	1,5 pt	Q30	1pt		